

(43) Date of publication of application: **06.03.90**

H04B 7/08

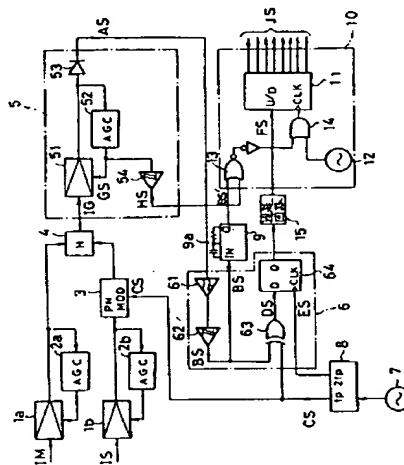
(71) Applicant: **TOSHIBA CORP**

(72) Inventor: **TANAKA SHUICHI**  
**WATANABE TAICHI**

comparator 62, the in-phase region is made narrow and the pulling-in to the in-phase state is attained with high accuracy.

COPYRIGHT: (C)1990,JPO&Japio

**CONSTITUTION:** A synthesis signal IG outputted from an in-phase power synthesizer 4 is extracted of an amplitude modulation wave AS via a synthesis signal amplifier circuit 5 and a detector 53 and the result is led to a lag/lead deciding circuit 6 and after a filter 61 of the circuit 6 extracts the fundamental wave component of the phase modulation wave CS is extracted, the result is inputted to a comparator 62. Even if entry to the in-phase state is detected, the state is not shifted to the holding control of the in-phase state at that point of time and the signal is delayed by a time equal to a delay time of a one-shot multivibrator 9 by a delay circuit 15 and the result is supplied to an up-down counter 11 to continue the variable control of the phase shift of an infinite phase shifter. Thus, even if there is a decision limit in the



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

＊ 2

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平2-65423

⑤ Int.Cl.<sup>3</sup>

H 04 B 7/08

識別記号

D

庁内整理番号

8226-5K

⑬ 公開 平成2年(1990)3月6日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全8頁)

⑭ 発明の名称 位相合成形スペースダイバーシティ受信装置

⑮ 特 願 昭63-216825

⑯ 出 願 昭63(1988)8月31日

⑰ 発 明 者 田 中 秀 一 東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株式会社東芝日野工場内

⑱ 発 明 者 渡 辺 太 一 東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株式会社東芝日野工場内

⑲ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

⑳ 代 理 人 弁 理 士 鈴 江 武 彦 外2名

#### 明 細 書

##### 1. 発明の名称

位相合成形スペースダイバーシティ受信装置

##### 2. 特許請求の範囲

第1および第2の受信中間周波信号をその一方または両方に所定の位相変調信号で位相変調をかけたのち合成し、この合成信号に振幅変調波として現われる前記位相変調信号の基本波の有無およびその位相状態を検出してこの検出結果から前記第1および第2の受信中間周波信号の相対的な位相状態を判定し、この判定結果に従って移相器の移相量を可変制御することにより前記第1および第2の受信中間周波信号の相対位相を制御する位相合成形スペースダイバーシティ受信装置において、前記合成信号中に位相変調波の基本波が検出されていない期間を同相と見なして前記移相器の移相量を固定する移相量固定手段と、この移相量固定手段による移相量の固定開始タイミングを前記合成信号中に位相変調信号の基本波が無くなったことが検出された時点から一定時間遅延させ

る遅延手段とを具備したことを特徴とする位相合成形スペースダイバーシティ受信装置。

##### 3. 発明の詳細な説明

[発明の目的]

(産業上の利用分野)

本発明は、例えば固定マイクロ波無線通信システムにおいて、フェージングの影響を軽減するために使用される位相合成形スペースダイバーシティ受信装置に関する。

(従来の技術)

従来、スペースダイバーシティの一方式として、2つの受信入力を位相合成する位相合成形スペースダイバーシティ方式が知られている。この種の方式は、一般にセンシング方式と呼ばれるもので、例えば先ず主受信系で得られた主受信中間周波信号および副受信系で得られた副受信中間周波信号のうち、副受信中間周波信号に位相変調器で低周波からなる位相変調信号により位相変調をかけ、しかるのちこれらの主受信中間周波信号と副受信中間周波信号とを合成器により合成する。

そして、この合成信号に振幅変調波として現われる上記位相変調信号の基本波成分の有無およびその位相関係を検出してこの検出結果から上記主受信中間周波信号と副受信中間周波信号との相対位相の状態を判定し、この判定結果に従って上記主受信中間周波信号と副受信中間周波信号とが同相になるように位相制御するものである。

第7図はその原理を示すもので、副受信中間周波信号Sに対し周波数 $f_p$ で位相変位 $x$ からなる位相変調信号により位相変調をかけると、主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの相対位相がずれている場合には、例えば第7図(a)に示すように合成信号Gの位相は①～⑤のように変化する。このため、この合成信号Gには第8図(b)に示すように上記位相変調信号の基本波周波数 $f_p$ と同じ振幅変調波が現われる。尚、上記第8図(b)は主受信中間周波信号Mに対し副受信中間周波信号Sの位相が遅れている場合に現われる波形であり、主受信中間周波信号Mに対し副受信中間周波信号Sの位相が進んでいる場合には、

周波数は $f_p$ で同じであるが第8図(c)に示す如く上記第8図(b)とは位相が反転した振幅変調波が現われる。したがって、このような場合には上記合成信号の振幅変調波に位相変調信号の基本波周波数 $f_p$ と同じ周波数成分が含まれているか否かを検出し、かつその位相を判別することにより主受信中間周波信号に対し副受信中間周波信号の位相が進んでいるか遅れているかを判定することができる。

一方、主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとが同相の場合には、第7図(b)に示すように主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの合成信号Gの位相は①～⑤のように同相領域内で繰返し変化する。このため、合成信号Gの振幅変調波には位相変調信号の基本波成分(周波数 $f_p$ )は現われず、第8図(a)に示す如く上記基本波成分の2倍波(周波数 $2f_p$ )が現われる。また逆相の場合にも、第7図(c)に示すように主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの合成信号Gの位相は①～⑤のように逆相

領域内で繰返し変化するため、合成信号Gの振幅変調波には第8図(d)に示すように基本波の2倍波(周波数 $2f_p$ )が現われる。したがって、合成信号に現われる振幅変調波の周波数が $2f_p$ であるか否かを判定することにより同相および逆相の状態を検出することができ、またその位相を判定することにより進相と遅相とを識別することができる。

ところで、以上の検出結果に従って主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの相対位相を制御する場合、従来は例えば次のように行なっている。すなわち、副受信系に無限移相器を設けるとともに、この無限移相器の移相量を可変制御するアップダウンカウンタを設けている。そして、上記検出結果から主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの相対位相が進み領域か遅れ領域または逆相領域にあると判定された場合は、上記アップダウンカウンタの計数値を任意の方向に変化させてこの計数値により上記無限移相器の移相量を可変制御し、これにより例えば副受信系の

局部発振信号の位相を可変して主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの相対位相を同相領域に近付けるようにしている。一方同相領域に入ったと判定された場合は、この時点で上記アップダウンカウンタの計数動作を停止させて無限移相器の移相量を固定し、これにより主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの相対位相を同相のまま保持するようにしている。したがって、比較的簡単な構成でしかも正確に位相制御を行ない得る。

ところがこのような従来の装置は、同相領域に入ったことが検出されたときに、この検出時点で即時アップダウンカウンタの計数動作を停止して無限移相器の移相量を固定するようにしているため、次のような問題点があった。すなわち、一般に同相を検出する場合は、合成信号を自動利得制御増幅器で増幅したのち検波し、この検波後の信号を位相変調信号の基本波成分(周波数 $f_p$ )のみを通過させる低域通過フィルタを通し、このフィルタを通過した信号のレベルが零になったか否

かをコンパレータで判定することにより行なっている。このため、コンパレータが正確に入力信号レベルの零を判定できればよいが、実際には判定限界があって入力信号レベルが零になる以前に同相となったことを示す判定信号を出力する。したがって、先に述べたようにこの判定信号が出力された時点でアップダウンカウンタの計数動作を停止すると、実際には同相に達していない状態で主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの相対位相が固定されることになり、この結果同相領域が広がるという問題点があった。

(発明が解決しようとする課題)

以上のように従来の装置は、同相状態に入ったことを判定するための回路の判定限界により同相領域が広がるという問題点を有するもので、本発明はこの点に着目し、同相判定回路に判定限界があっても同相領域を狭くできるようにし、これにより精度良く同相状態に引込むことができる位相合成形スペースダイバーシティ受信装置を提供しようとするものである。

る。

(作用)

この結果、同相状態に入ったことを判定するための回路にたとえ判定限界があったとしても、この同相判定回路から出力される判定信号は遅延手段により遅延されたのち移相器の移相量を可変する回路に供給されることになる。このため、移相器の移相量は同相領域に入ったことが検出されてから一定時間が経過したのち固定されることになり、その間移相器の移相量は同相方向に向かってさらに変化するため、第1および第2の受信中間周波信号間の相対位相は同相状態により近い状態で固定されることになる。すなわち、これによって同相領域を狭くすることが可能となる。

(実施例)

第1図は、本発明の一実施例における位相合成形スペースダイバーシティ受信装置の要部構成を示す回路ブロック図である。

主受信系により得られた主受信中間周波信号IMおよび副受信系により得られた副受信中間周

[発明の構成]

(課題を解決するための手段)

本発明は、第1および第2の受信中間周波信号をその一方または両方に所定の位相変調信号で位相変調をかけたのち合成し、この合成信号に振幅変調波として現われる上記位相変調信号の基本波の有無およびその位相状態を検出してこの検出結果から上記第1および第2の受信中間周波信号の相対的な位相状態を判定し、この判定結果に従って移相器の移相量を可変制御することにより上記第1および第2の受信中間周波信号の相対位相を制御する位相合成形スペースダイバーシティ受信装置において、上記合成信号中に位相変調波の基本波が検出されていない期間を同相と見なして上記移相器の移相量を固定する移相量固定手段に加えて、同相判定信号の遅延手段を備え、この遅延手段により、上記移相量固定手段による移相量の固定開始タイミングを、上記合成信号中に位相変調信号の基本波が無くなったことが検出された時点から一定時間遅延させるようにしたものである。

波信号ISは、それぞれ増幅部1a、1bおよび自動利得制御部(AGC)2a、2bからなる中間周波自動利得制御増幅回路により増幅され、このうち副受信中間周波信号ISは位相変調器(PHMOD)3で位相変調信号CSにより位相変調されたのち、同相電力合成器4で上記主受信中間周波信号IMと合成される。ここで、上記位相変調信号CSは周波数が $f_p$ に設定されたもので、基準発振器7の発振周波数を分周回路8で分周することにより出力される。尚、この分周回路8は上記位相変調信号CSの2倍の周波数 $2f_p$ を有するクロック信号ESも併せて出力する。

ところで、上記同相電力合成器4から出力された合成信号IGは合成信号増幅回路5に導入される。この合成信号増幅回路5は、増幅部51および自動利得制御回路(AGC)52からなる中間周波自動利得制御増幅回路と、この増幅回路により増幅された合成信号IGを検波してその振幅変調波ASを出力する検波器53と、レベル判定用のシュミット回路54とから構成される。このう

ち自動利得制御回路52は、時定数が前記位相変調信号CSの基本波周波数 $f_p$ よりも十分に大きな値に設定してある。またシュミット回路54は、上記自動利得制御回路52から出力される利得制御信号GSのレベル判定を行なうもので、上記利得制御信号GSのレベルがしきい値以下の場合に“H”レベルとなり、それ以外の場合に“L”レベルとなる判定信号HSを出力する。

一方、上記検波器53から出力された振幅変調波ASは、遅れ進み判定回路6に導入される。この遅れ進み判定回路6は、前記主受信中間周波信号IMに対する副受信中間周波信号ISの位相のずれ方向を検出するもので、上記位相変調信号CSの周波数 $f_p$ 成分のみを選択的に通過するフィルタ61と、このフィルタ61を通過した周波数 $f_p$ の振幅変調波の論理レベルをTTLレベルに変換するコンパレータ62と、排他的論理和回路63と、D形フリップフロップ64とから構成される。このうち排他的論理和回路63は、コンパレータ62で論理変換された周波数 $f_p$ の振幅

変調波BSと、基準信号としての前記位相変調信号(周波数 $f_p$ )CSとを排他的論理和処理するものである。D形フリップフロップ64は、上記排他的論理和回路63の出力信号DSを前記分周回路8から出力される $2f_p$ のクロック信号ESに同期してラッチするもので、このラッチ出力を遅れ進み判定信号FSとして位相制御回路10へ出力する。

位相制御回路10は、位相制御信号発生回路としてのアップダウンカウンタ11と、このアップダウンカウンタ11に対しカウントクロックを供給するクロック発生部12とを備えている。アップダウンカウンタ11は、上記遅れ進み判定回路6のD形フリップフロップ64から出力される遅れ進み判定信号FSのレベルに応じて、上記クロック発生部12から出力されるカウントクロックのアップ動作およびダウン動作を行なうもので、その8ビットからなるカウント出力を無限移相器へ制御アドレスJSとして供給し、これにより副受信系の信号の移相量を制御している。また位相

制御回路10は、アップダウンカウンタ11のカウント動作を制御するオアゲート13とアンドゲート14とを有している。オアゲート13は、ワンショットマルチバイブレータ(以後ワンショットマルチと略称する)9の出力レベルと、前記シュミット回路54からの判定信号HSのレベルとに応じて、主受信中間周波信号IMと副受信中間周波信号ISとが同相の場合には“L”レベルの信号を出力する。そして、この信号によりアンドゲート14を閉成させてアップダウンカウンタ11に対するクロックの供給を停止させ、これによりカウント動作を停止させるものである。

ところで、本実施例の受信装置は、前記ワンショットマルチ9のリトリガ期間を指定する時定数回路9aの時定数を、コンパレータ62からの“H”レベルの判定信号BSが位相変調波CSの基本波の1周期に相当する時間が経過しても到来しない場合に、その時点からさらに一定時間経過したのちに出力信号BS'のレベルを“L”レベルに変化させるように設定してある。また、D

形フリップフロップ64とアップダウンカウンタ11との間には、遅延回路15が介挿してある。この遅延回路15は、D形フリップフロップ64から出力される遅れ進み判定信号FSを一定時間遅延してアップダウンカウンタ11に供給するものである。

次に、以上のように構成された装置の動作を説明する。同相電力合成器4から出力された合成信号IGは、合成信号増幅回路5の中間周波自動利得制御増幅回路で増幅されたのち検波器53で検波され、これにより振幅変調波ASが抽出される。そして、この振幅変調波ASは遅れ進み判定回路6に導かれ、この回路6のフィルタ61で位相変調波CSの基本波成分(周波数 $f_p$ )が抽出されたのちコンパレータ62でTTLレベルに論理レベルが変換され、しかるのち排他的論理和回路63で分周回路8から出力される位相変調信号(周波数 $f_p$ )CSと排他的論理和処理される。そして、この排他的論理和回路63から出力された排他的論理和出力DSは、分周回路8から出力

されるクロック（周波数  $2f_p$ ）ESに同期してD形フリップフロップ64でラッチされ、しかるのち遅延回路15により一定時間遅延されたのち遅れ進み判定信号FSとして位相制御回路10に供給される。

したがって、いま例えば主受信中間周波信号IMに対し副受信中間周波信号ISの位相が遅れていたとすると、コンパレータ62から第2図に示す如く位相変調信号CSと同一周波数  $f_p$  であつた位相が同相であつた位相変調信号CSに対し通路長差による位相差がある振幅変調波信号BSが出力される。そして、この振幅変調波信号BSと位相変調信号CSとの排他的論理和出力DSをクロックESに同期してラッチすると、D形フリップフロップ64から第2図に示すように位相が遅れていることを示す“L”レベルの判定信号FSが出力される。この結果、位相制御回路10のアップダウンカウンタ11はクロック発生部12から発生されるクロックをアップカウントし、そのカウント値は位相制御アドレスJSとして図示しな

相器に供給する。したがって、副受信中間周波信号ISの位相は遅れ方向に可変制御され、この結果主受信中間周波信号IMと副受信中間周波信号ISの位相は同相領域に近付けられる。

そうして主受信中間周波信号IMと副受信中間周波信号ISとが第5図に示す同相領域イに入ると、合成信号IGに含まれる振幅変調波周波数は  $2f_p$  が支配的になる。このため、フィルタ61の出力信号レベルは小さくなり、このレベルが判定限界を越えると遅れ進み判定回路6のコンパレータ62の判定信号BSは“L”レベルになる。そして、このコンパレータ62の判定信号BSが“L”レベルになると、ワンショットマルチ9の出力BS'が“L”レベルになり、このときシュミット回路54の判定出力HSは既に“L”レベルになっているため、ノアゲート13の出力は“H”レベルとなってアンドゲート14はゲートオフになる。このためアップダウンカウンタ11へのクロックの供給は断たれ、この結果アップダウンカウンタ11はカウント動作を停止する。し

い無限移相器に供給される。したがって、副受信中間周波信号ISの位相は無限移相器により進み方向に可変制御され、これにより副受信中間周波信号ISと主受信中間周波信号IMの位相は同相領域に近付けられる。

これに対し、主受信中間周波信号IMに比して副受信中間周波信号ISの位相が進んでいる場合には、遅れ進み判定回路6のコンパレータ62から第3図に示す如く位相変調信号CSと周波数  $(f_p)$  が同じであつた位相が反転し、位相変調信号CSに対し通路長差により位相差がある振幅変調波信号BSが出力される。そして、この振幅変調波信号BSと位相変調信号CSとの排他的論理和出力DSをクロックESでラッチするとD形フリップフロップ64からは第3図に示すように位相が進んでいることを示す“H”レベルの判定信号FSが出力される。このため、位相制御回路10のアップダウンカウンタ11はクロック発生部12からのクロックをダウンカウントし、そのカウント値を位相制御アドレスJSとして無限移

たがって、無限移相器への位相制御アドレスJSの値は固定され、この結果主受信中間周波信号IMと副受信中間周波信号ISとの同相状態は保持される。尚、この同相領域においてD形フリップフロップ64からは、位相変調信号CSの基本波成分（周波数  $f_p$ ）に同期して“H”レベルと“L”レベルとを繰返す信号が出力される。

ところで、本実施例の装置では、上記のように同相領域の制御動作に入る前に次のような遅延動作を行なう。すなわち、コンパレータ62の判定出力BSが“L”レベルになっても、ワンショットマルチ9の出力BS'は上記コンパレータ62からの“H”レベルの判定信号BSが途絶えた時点で即時“L”レベルにはならず、第6図に示すようにさらに一定時間  $T_D$  が経過した後“L”レベルになる。このため、位相制御回路10のノアゲート13の出力も上記遅延時間  $T_D$  が経過した後“H”レベルになり、これによりアンドゲート14によるクロックの供給断も上記遅延時間  $T_D$  経過後に行なわれることになる。また、D形

フリップフロップ64から出力される遅れ進み判定信号FSについても、遅延回路15により上記ワンショットマルチ9の遅延時間 $T_D$ と同等の時間だけ遅延されたのちアップダウンカウンタ11に供給される。このため、アップダウンカウンタ11はコンパレータ62により同相領域に入ったことが検出された後に即時計数動作を停止せず、さらに上記遅延時間 $T_D$ だけクロックの計数動作を継続して行なうことになる。したがって、無限移相器の移相量の可変制御も上記遅延時間 $T_D$ だけさらに継続して行なわれることになり、この結果主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの相対位相は同相状態にさらに近付く。

すなわち、コンパレータ62から“L”レベルの判定信号が出力された後に即時アップダウンカウンタ11による無限移相器の移相量の可変制御を停止すると、コンパレータ62の判定限界により主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの相対位相が第5図のイに示す同相領域に入った時点で移相量の可変制御が停止することになる。

ない範囲で種々変形して実施できる。

#### [発明の効果]

以上詳述したように本発明によれば、合成信号中に位相変調波の基本波が検出されていない期間を同相と見なして上記移相器の移相量を固定する移相量固定手段に加えて、同相判定信号の遅延手段を備え、この遅延手段により、上記移相量固定手段による移相量の固定開始タイミングを、上記合成信号中に位相変調信号の基本波が無くなったことが検出された時点から一定時間遅延させるようにしたことによって、同相判定回路に判定限界があっても同相領域を狭くすることができ、これにより精度良く同相状態に引込むことができる位相合成形スペースダイバーシティ受信装置を提供することができる。

#### 4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例における位相合成形スペースダイバーシティ受信装置の要部構成を示す回路ブロック図、第2図乃至第6図は同装置の動作説明に使用するもので、第2図および第3

が、本実施例の装置であれば上記遅延時間 $T_D$ だけさらに無限移相器の移相量の可変制御が継続されるので、主受信中間周波信号Mと副受信中間周波信号Sとの相対位相は第5図のロに示す同相領域に入った時点で停止することになる。

このように本実施例であれば、コンパレータ62により同相状態に入ったことが検出されても、この時点で即時同相状態の保持制御には移行せず、遅延時間 $T_D$ だけアップダウンカウンタ11の動作を継続させるようにしたので、無限移相器の移相量の可変制御をさらに継続して行なうことができる。したがって、たとえコンパレータ62に判定限界があっても、主受信中間周波信号IMと副受信中間周波信号ISとの相対位相をより同相状態に近付けることができ、この同相状態に近い状態で同相制御を保持することができる。

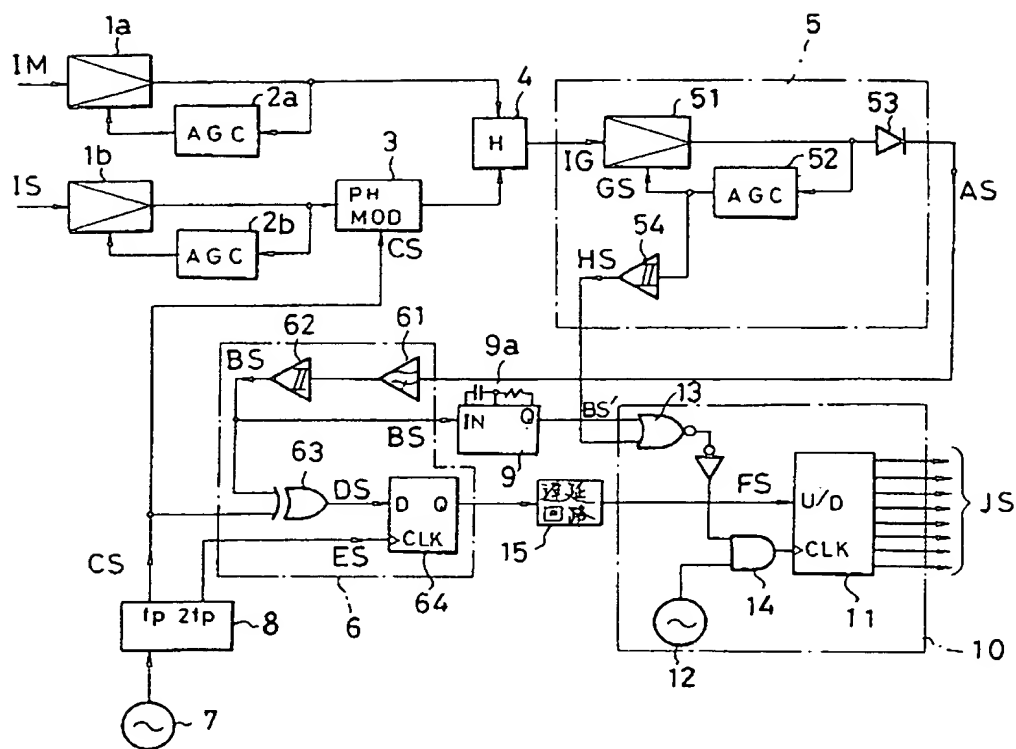
尚、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、例えば遅延手段の構成や遅延時間の値、その他遅れ進み判定回路や同相と逆相とを判定する回路の構成等についても、本発明の要旨を逸脱し

図は遅れ進み判定回路の動作を説明するためのタイミング図、第4図は逆相判定動作を説明するための図、第5図は主受信中間周波信号と副受信中間周波信号との相対移相の領域を示す模式図、第6図は判定信号の信号波形の一例を示す図、第7図および第8図はそれぞれ位相合成形スペースダイバーシティ受信装置の基本動作を説明するための図である。

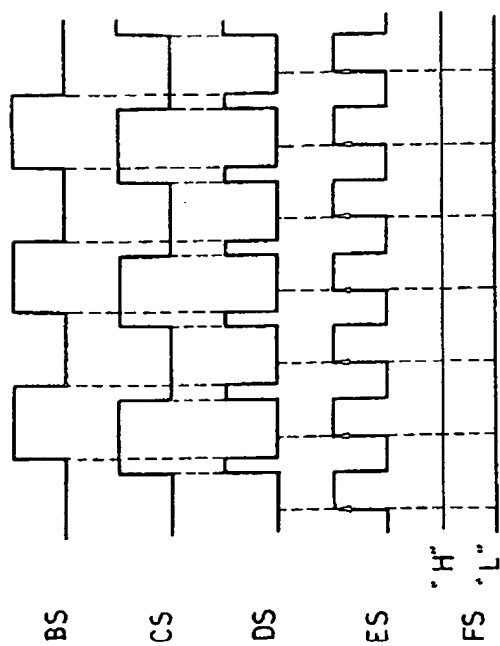
3…位相変調器、4…同相電力合成器、5…合成信号増幅回路、51…増幅器、52…利得制御回路、53…検波器、54…シュミット回路、6…遅れ進み判定回路、61…周波数 $f_p$ 抽出用のフィルタ、62…コンパレータ、63…排他的論理和回路、64…D形フリップフロップ、7…基準発振器、8…分周回路、9…ワンショットマルチバイブレータ、9a…時定数回路、10…位相制御回路、11…アップダウンカウンタ、12…クロック発生部、13…ノアゲート、14…アンドゲート、15…遅延回路。

出願人代理人 弁理士 鈴江武彦

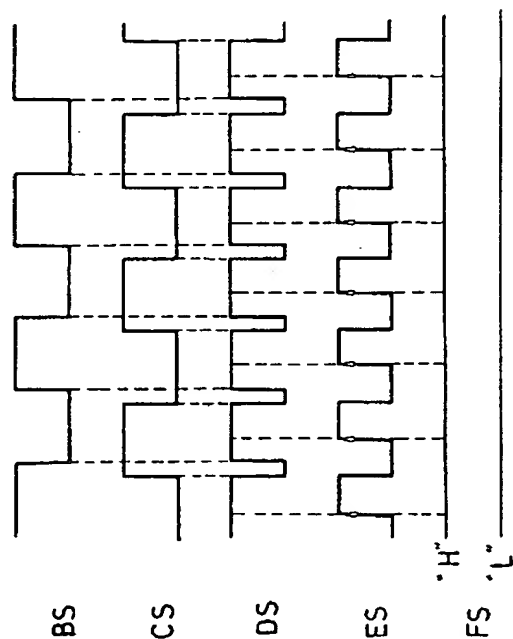




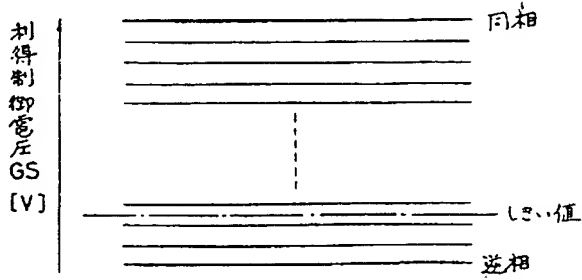
第 1 図



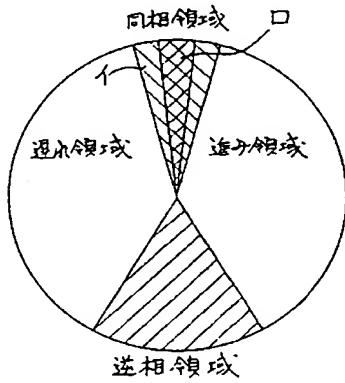
第 2 図



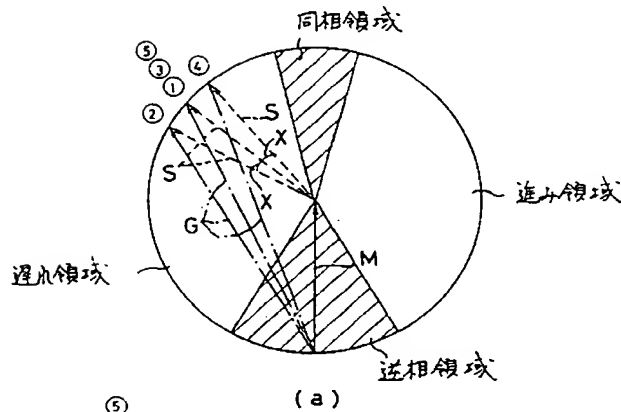
第 3 図



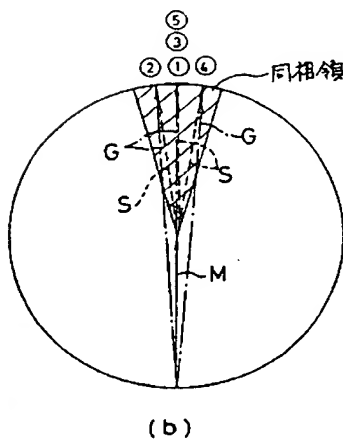
第 4 図



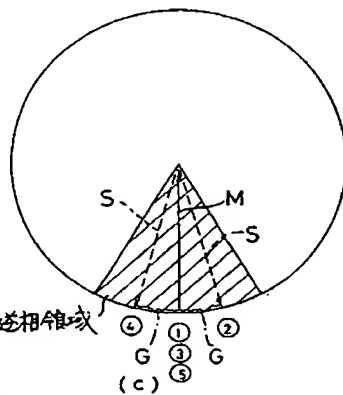
第 5 図



(a)

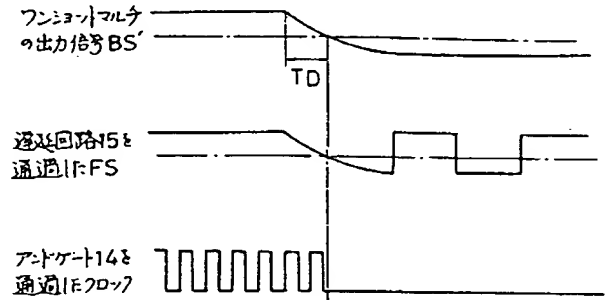


(b)

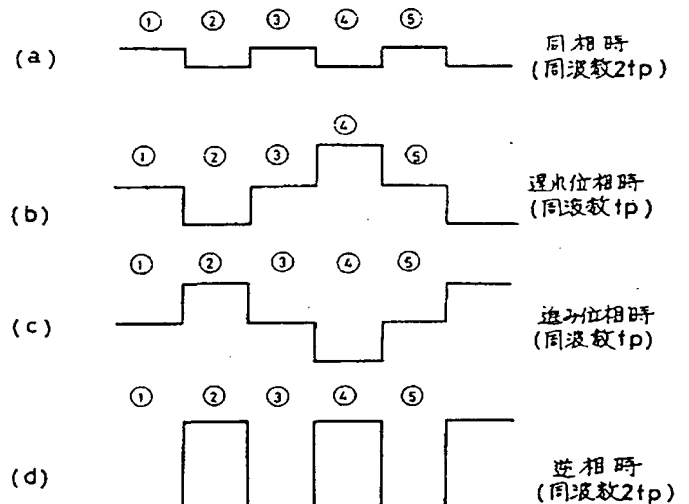


(c)

第 7 図



第 6 図



第 8 図